

(51) Int.Cl.⁶
H 04 L 27/22
H 04 B 7/26

識別記号

F I
H 04 L 27/22
H 04 B 7/26Z
M

審査請求 未請求 請求項の数 3 O.L (全 8 頁)

(21)出願番号 特願平9-252486

(22)出願日 平成9年(1997)9月17日

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72)発明者 行方 稔
神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内(72)発明者 木村 泰之
東京都日野市旭が丘3丁目1番地の1 株
式会社東芝日野工場内

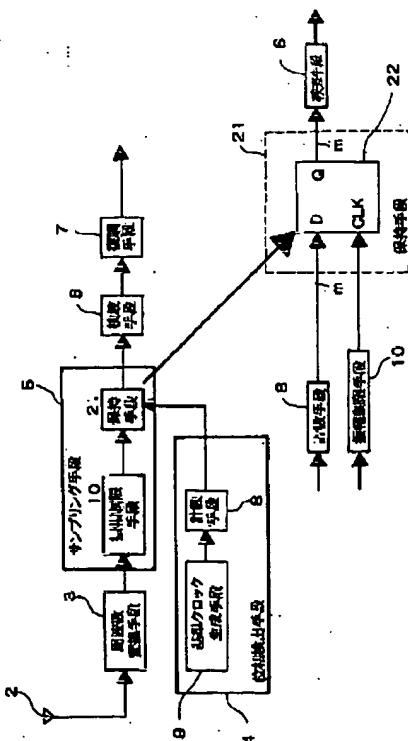
(74)代理人 弁理士 須山 佐一

(54)【発明の名称】 デジタル無線通信用復調装置

(57)【要約】

【課題】 デジタル信号によって周波数変調または位相変調された信号で通信を行う無線通信システムの基地局または端末局の復調装置において、差動変調方式に対する同期検波方式を小規模かつ簡便な検波判定処理機能で実現し、復調装置全体の小型化や低消費電力化、低コスト化、受信特性の向上を図る。

【解決手段】 受信した $\pi/4$ シフト差動QPSK変調信号を中間周波数の信号に変換する周波数変換手段3と、基準クロックで動作する計数手段8であって物理情報伝送周期の単位時間経過後の中間周波数受信信号との位相ずれが $\pm\pi/4$ となるように計数周期が設定された計数手段8と、計数手段8の出力を中間周波数受信信号を基準にサンプリングして該中間周波数受信信号の位相情報を得るサンプリング手段5と、サンプリング手段5の出力を検波する検波手段6と、検波出力から送信情報を復調する復調手段7とを具備してなる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタル信号によって周波数変調または位相変調された信号を受信する受信手段と、前記受信した信号を所定の中間周波数の信号に変換する周波数変換手段と、前記中間周波数と異なる周期で所定の基準クロックにより動作する計数手段と、前記計数手段の出力を前記中間周波数の受信信号を基準にサンプリングして該受信信号の位相情報を出力するサンプリング手段と、前記サンプリング手段の出力を検波する検波手段と、前記検波手段の出力から送信情報を復調する復調手段とを具備することを特徴とするデジタル無線通信用復調装置。

【請求項2】 請求項1記載のデジタル無線通信用復調装置において、

π/N シフト差動N相PSK変調方式を用いた場合に、前記計数手段の計数周期が、物理情報伝送周期の単位周期時間経過後の中間周波数の受信信号との間に $\pm\pi/N$ の位相ずれが生じる値に設定されていることを特徴とするデジタル無線通信用復調装置。

【請求項3】 請求項1記載のデジタル無線通信用復調装置において、

$\pi/4$ シフト差動QPSK変調方式を用いた場合に、前記計数手段の計数周期が、物理情報伝送周期の単位周期時間経過後の中間周波数の受信信号との間に $\pm\pi/4$ の位相ずれが生じる値に設定されていることを特徴とするデジタル無線通信用復調装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル信号によって周波数変調または位相変調された信号で通信を行う無線通信システム、特に変調方式に差動符号化方式、例えば $\pi/4$ シフト差動QPSK方式等を採用している無線通信システムの基地局および端末局に用いられる復調装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、デジタル自動車／携帯電話システムの、周波数資源の有効活用やデータ伝送の高速化といったマルチメディア対応への期待がよりいっそう膨らみつつある。デジタル伝送方式は、誤り検出・誤り訂正技術を用いて高伝送品質・高信頼性・高秘匿性を実現しやすい上に、アナログ伝送のような忠実な伝送波形やスペクトルの再生が不要であるために狭帯域化や多重化に適し、さらに、音声・画像・データなどを統合的にシームレスに取り扱えることなどから、今後のマルチメディア情報化社会に欠かせない通信方式の一つとして注目されている。さらに、ここ数年のパソコン通信やインターネットに見られるようなパソコンを利用した情報アクセスサービスの急激な広がりや通信料金の低下

は、デジタル自動車／携帯電話システムの普及に更なる拍車をかけ、同システムの利用者は今後も増え続けると予想される。

【0003】ところで、現在、PHSやPDCに代表される携帯電話端末の中には、大きさにして100cc以下、重さにして100g以下と言ったかなり小型のものまで登場しているが、このような端末の小型化は既存のデジタル伝送方式では限界に近づいてきている。

【0004】一般に、デジタル信号によって周波数変調または位相変調された信号で通信を行う無線通信システムの基地局および端末局の復調装置には、図6に示すような直交復調方式が採用されている。この直交復調方式の復調装置では、アンテナ81で受信した信号を周波数変換手段82、混合器83、 $\pi/2$ 位相器90および局部発振器89からなる部分にて、直交するベースバンド信号（同相成分および直交相成分）に周波数変換し、それぞれの相（チャネル）毎に、低域漏波器（LPF）84、AD変換器（ADC）85、ルートロールオフフィルタ（RRMF）86、遅延検波器87および判定・復調処理部88を通してAD変換、帯域制限および検波復調を行っており、全体の回路規模が大きなものとなる。

【0005】また、PHSやPDCで採用されている差動変調方式の場合、直交ベースバンド信号を差動検波するための複素乗算処理を実現するために、図7に示すように、通常は遅延検波器87内に4つの乗算器92と2つの加算器93を用意する必要があり、やはり全体の回路規模が大きくなる。このような事情により携帯電話に直交復調方式を採用することは敬遠されつつある。また、最近注目されつつあるDSPによるソフトウェア受信機でも、遅延検波処理で多くのインストラクションを費やすことになるので、処理量の削減が望まれる。

【0006】以上の点から現在は直交復調方式に代わって中間周波数帯（IF）の受信信号から直接位相成分を抽出し検波処理を行うIF復調方式が積極的に採用されている。この方式のメリットは以下の通りである。

【0007】（1）直交ベースバンドへの周波数変換が不要

直交復調方式に不可欠なIF信号分配器、混合器（×2）、 $\pi/2$ 位相器、局部発振器、ローパスフィルタ（×2）等の部品が不要となる。

【0008】（2）AD変換器が不要

直交復調方式に不可欠なベースバンド信号の同相成分用、直交成分用のAD変換器が不要となる。

【0009】（3）ディジタルフィルタが不要

直交復調方式に不可欠なベースバンド信号の同相成分用、直交相成分用のディジタルローパスフィルタが不要となる。

【0010】（4）複素遅延検波（差動検波）器が不要

直交復調方式では、ベースバンド信号を複素信号として

取り扱うため、差動検波処理には4回の乗算処理と2回の加算処理を行う必要があるが、I F受信信号から直接位相成分を抽出すれば、差動検波処理は1回の減算処理で実現できる。(5)低量子化精度化

直交復調方式では、直交分解された受信信号の振幅成分を取り扱うため、フェーディングによる振幅変動を考慮してダイナミックレンジを大きく設定しなくてはならず、高量子化精度が要求される。これに対し、I F受信信号から直接位相成分を抽出すれば、振幅成分とは無関係に、0~2πの位相成分に対するダイナミックレンジを設定できる。これはたかだか1~6ビット程度で十分である。

【0011】以上のようにI F復調方式は、従来の直交復調方式と比較して数多くの利点を持つため、P H SやP D Cだけでなく、今後成長が期待されるパーソナル通信の分野のコア技術となり得る。

【0012】自動車電話および携帯電話をはじめ、これからのパーソナル通信端末ではモビリティが追及される。移動しながらの高品質な通信を実現することはかなり厳しく、通信システム自体に移動に対する耐性を持たせる必要性が増してきている。差動変調方式は、移動受信の要求を解決し得る手段の一つとして注目されており、多くの通信システムで採用されている。この差動変調方式は位相変調の一種で、絶対位相に送信情報をマッピングするのではなく、相対位相(位相差)に送信情報をマッピングすることにより達成される。その結果、移動受信に特有のフェーディング歪みに対する極めて強い耐性を持たせることができる。

【0013】しかし、差動変調方式に対する非同期の差動復調方式は、簡便な構成で実現できるものの受信S/Nが若干劣る。そこで受信特性を改善可能な同期検波方式が検討されている。同期検波方式は、非同期検波方式である差動検波(差動復調)方式よりも2~3(dB)程度の受信特性の改善が期待できる。しかしその反面、受信機を送信機に同期させるための処理が複雑になるという問題がある。

【0014】さらに、一般に差動復調方式では、送信情報のマッピングの際に送信情報周期ごとに一定量の位相変化を付加する“シフト方式”を採用しているため、物理情報伝送周期毎に検波時の判定基準を切り換える必要があり、復調装置の構成が複雑になる。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】上述したように、デジタル信号によって周波数変調または位相変調された信号で通信を行う無線通信システムの復調装置では、様々な新規技術の適用により小型・低消費電力化が図られ、低価格化とともに通話/待受時間延長に対する要望が満たされつつある。しかし、マルチメディア通信に対応するためには、これら要望に加え、通信品質の向上が不可欠である。現在、移動体通信で多く採用されている位相

変調方式の一種であるシフト型の差動変調方式では、上述した理由からI F復調方式で非同期検波方式が用いられているものの、受信特性の劣化が問題となっている。そこで、これに代わる同期検波方式の採用が検討されているものの、シフト型の差動変調方式では、検波判定処理部で符号判定基準を情報伝送周期単位で変化させなくてはならないため構成が複雑なものとなる、という問題があった。

【0016】本発明はこのような課題を解決するためになされたもので、デジタル信号によって周波数変調または位相変調された信号で通信を行う無線通信システム、特にシフト型位相変調方式で通信を行う無線通信システムの基地局または端末局の復調装置で同期検波方式を実現する場合に、情報伝送周期毎の符号判定基準の制御を不要とし装置の構成を簡素化することのできるデジタル無線通信用復調装置の提供を目的とする。

【0017】

【課題を解決するための手段】上記した目的を達成するために、本発明のデジタル無線通信用の復調装置は、デジタル信号によって周波数変調または位相変調された信号を受信する受信手段と、前記受信した信号を中間周波数の信号に変換する周波数変換手段と、前記中間周波数と異なる周期で所定の基準クロックにより動作する計数手段と、前記計数手段の出力を前記中間周波数の受信信号を基準にサンプリングして該受信信号の位相情報をとして出力するサンプリング手段と、前記サンプリング手段の出力を検波する検波手段と、前記検波手段の出力から送信情報を復調する復調手段とを具備することを特徴とするものである。

【0018】そして本発明は、特に、 π/N シフト差動N相P S K変調方式が採用されている場合に、計数手段の計数周期が、物理情報伝送周期の単位周期時間経過後の中間周波数の受信信号との間に $\pm\pi/N$ の位相ずれが生じる値に設定されている点に特徴がある。例えば、 $\pi/4$ シフト差動Q P S K変調方式を用いた場合、計数手段の計数周期は、物理情報伝送周期の単位周期時間経過後の中間周波数の受信信号との間に $\pm\pi/4$ の位相ずれが生じる値に設定される。

【0019】このように計数手段の計数周期を設定することにより、中間周波数受信信号の位相の縮退を回避しつつ、物理情報伝送周期毎に生じるシフト型差動変調方式特有の位相シフトを吸収でき、符号判定基準を物理情報転送周期単位で変化させることなく一定の判定基準の下で検波・判定を行うことが可能となる。これにより、デジタル無線通信用復調装置の小型化、低消費電力化等を実現することができる。

【0020】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面を参照しながら詳細に説明する。

【0021】図1は、本発明の一実施形態であるディジ

タル無線通信用復調装置、すなわちディジタル信号によって位相変調された信号で通信を行う無線通信システムの基地局または端末局に適用される復調装置の構成を示す図である。

【0022】同図に示すように、本実施形態の復調装置1は、受信アンテナ2、周波数変換手段3、位相検出手段4、サンプリング手段5、検波手段6および復調手段7から構成されている。

【0023】復調装置1に接続されている受信アンテナ2で受信した位相変調された信号は、周波数変換手段3にて所定の中間周波数の信号に変換される。図では省略したが、周波数変換手段3は例えばローカル、クロック生成器、ミキサー、帯域制限フィルタ、増幅器等から構成されている。周波数変換手段3によって周波数変換された中間周波数の受信信号はサンプリング手段5に入力される。サンプリング手段5は、後述する位相検出手段4の出力信号を周波数変換手段3より入力した中間周波数の受信信号を基準にサンプリングして該中間周波数の受信信号の位相情報を得る。

【0024】位相検出手段4は、基準クロック生成手段9と、基準クロック生成手段9によって生成された基準クロックで動作する計数手段8から構成されている。計数手段8には所定の計数周期が設定されており、計数手段8は設定された計数周期でリセットを繰り返しながら基準クロック9の計数を実行し、その計数値をサンプリング手段5に出力する。

【0025】計数手段8の計数周期は、中間周波数（の中心周波数）と異なる値で且つシフト型差動変調方式に依存した特定値に設定されている。例えば、 $\pi/4$ シフト差動QPSK変調方式の場合、計数器8の計数周期は、物理情報伝送周期の単位時間時間経過後の中間周波数受信信号との間に $\pm\pi/4$ だけの位相ずれが生じる値に設定されている。同様に、 $\pi/2$ シフト、 $\pi/8$ シフト、 $\pi/16$ シフト差動QPSK変調方式が採用されている場合は、計数器8の計数周期を、物理情報伝送周期の単位時間時間経過後の中間周波数受信信号との間にそれぞれ $\pm\pi/2$ 、 $\pm\pi/8$ 、 $\pm\pi/16$ だけの位相ずれが生じる値に設定すればよい。

【0026】図2にこの復調装置1の構成をサンプリング手段5の詳細な構成を含めて示す。同図に示すように、サンプリング手段5は、周波数変換手段3より出力

$$\cos(\omega_c T + \phi) = \cos(2n\pi + \phi \pm (\pi/N)) \quad \dots (1)$$

を満たす正数nを求める。ただし、(1)式を解く際に次の条件が加わる。

$$\omega_{IF} T - \pi + \phi \leq \omega_c T + \phi = 2n\pi + \phi \pm (\pi/N) \leq \omega_{IF} T + \pi + \phi \quad \dots (2)$$

この条件のもとで求めた ω_c から計数手段8の計数周期を設定する。そこで上式(2)を次のように変形する。

$$f_{IF} - (f_s/2) \leq f_c = f_s (n \pm (1/2N)) \leq f_{IF} + (f_s/2) \quad \dots (3)$$

された中間周波数受信信号の振幅を制限する振幅制限手段10と保持手段21とで構成される。保持手段21は、例えば、Dタイプのフリップフロップ22で実現することができる。このDタイプフリップフロップ22のD入力端子は計数手段8の出力端子と接続され、CLK入力端子は振幅制御手段10の出力端子と接続されている。すなわち、周波数変換手段3より出力された中間周波数受信信号は振幅制限手段10にて一定の振幅に制限されることで矩形波のように整形され、中間周波数受信信号の変調成分がPWMに変換される。Dタイプフリップフロップ22は、計数手段8から出力された中間周波数受信信号の位相情報をmビットのデータを振幅制限手段10の出力信号の立ち上げエッジ毎に保持する。

【0027】サンプリング手段5の出力信号は中間周波数受信信号の位相成分を示す情報であり、このサンプリング手段5の出力信号に対して検波手段6にて変調方式に応じた検波を行う。検波手段6によって検波された受信信号は復調手段7に出力され、復調手段7はその受信信号に対して所定のデマッピング処理やパラレル・シリアル変換等の処理を行うことで送信情報系列を再構成する。

【0028】図3は計数手段8の計数周期、物理情報伝送周期、並びに周波数変換手段3の出力である中間周波数受信信号周期の関係を示した図である。

【0029】ここで物理情報伝送周期（通常、シンボル周期と呼ばれる。）をTとする。シフト系差動変調方式の場合、同一情報を伝送しても、1T時間後に必ず一定の位相変化が生じ、IF受信信号の中心周波数でIF受信信号を観測すると、1T時間後に位相が一定量 ϕ だけ進んで見えるか、もしくは遅れて見える。本実施形態の復調装置は、前述したように、 $\pi/4$ シフト差動QPSK変調方式等の π/N シフト差動N相P SK変調方式において、計数手段8の計数周期を、物理情報伝送周期の単位時間時間経過後のIF受信信号との位相ずれが $\pm\pi/N$ となる値に設定しておくことで、上記の位相ずれを吸収するようにしたのである。

【0030】本発明の原理を数式により説明する。

【0031】計数手段8の計数周期を ω_c 、IF受信信号の中心周波数を ω_{IF} 、任意の初期位相を ϕ 、T秒後の位相ずれを π/N として、

$$\cos(\omega_c T + \phi) = \cos(2n\pi + \phi \pm (\pi/N)) \quad \dots (1)$$

【0032】

【0033】

ただし、 $1/T = f_s$ とする。

$$(f_{IF}/f_s) - (1/2) \pm (1/2N) \leq n \leq (f_{IF}/f_s) + (1/2) \\ \pm (1/2N) \quad \dots \dots (4)$$

が求められる。

【0035】一例として $f_{IF} = 500$ (kHz)、 $f_s = 21$ (kHz)、変調方式が $\pi/4$ シフト差動 QPSK 方式 ($N = 4$) である場合の計数手段 8 の計数周期 f_c を求める。これは PDC システムを対象とした一例である。この場合、(4) 式を満足する正数 n は 24 となる。したがって、計数手段 8 の計数周期 f_c は、
 $f_c = f_s (n \pm (1/2N)) \quad \dots \dots (5)$
 $= 21000 \times (24 \pm (1/8))$
 $= 501375$ (Hz), 506625 (Hz) となる。

【0036】前者の周波数に相当する周期で計数手段 8 を動作させると T 時間経過後の計数手段 8 の動作位相は計数開始時刻の位相に対して $\pi/4$ だけ遅れ、また、後者の周波数に相当する周期で計数手段 8 を動作させた場合は T 時間経過後の計数手段 8 の動作位相は計数開始時刻の位相に対して $\pi/4$ だけ進む。これに対し、IF 受信信号は情報系列による変調を受けているため T 時間経過後に $\pm \pi/4$ もしくは $\pm 3\pi/4$ だけ位相が変化する。したがって、例えば、後者の周波数に相当する周期で計数手段 8 を動作させた場合、 T 時間経過後に $\pi/4$ だけ位相が変化するような情報を伝送すると、検出される位相は計数開始時刻と T 時間経過後の 2 時刻で同一となる。

【0037】このように、シフト型差動変調方式が持つ固定的な位相変化成分を復調装置内で吸収することで、符号判定点の数を減らすことが可能となり、装置の縮小化が図れる。上記の例では 8 点必要であった判定点が 4 点に減る。

【0038】なお、この復調方式は、同期検波の実現を目指したものであるが、非同期系の差動復調方式に対しても有効である。

【0039】図 4 は直交座標上の $\pi/4$ シフト差動 QPSK 変調方式の信号点配置を示している。○から × への遷移、× から ○ への遷移は、それぞれ物理情報伝送周期で行われる。したがって、隔時刻ごとに ×○ を送信することになり、復調装置で同期検波する場合は、隔時刻ごとに × 用判定および ○ 用判定を計 8 点で行わなければならず、物理情報伝送周期毎に符号判定基準を変更しなければならない。

【0040】本実施形態の復調装置は、物理情報伝送周期毎に計数手段 8 の動作位相と中間周波数受信信号の位相との間に $\pi/4$ の位相差が生じるため、図 5 に示すように、判定点位置が 4 点に減る。この結果、符号判定基準を物理情報転送周期毎に変化させることなく検波・判定を行うことが可能となり、アナログ系、デジタル系の部品点数を削減化できて復調装置の小型化、低消費電

【0034】これにより整数 n として、
 $(f_{IF}/f_s) - (1/2) \pm (1/2N) \leq n \leq (f_{IF}/f_s) + (1/2) \\ \pm (1/2N) \quad \dots \dots (4)$

力化等を実現することができる。

【0041】さらに、本発明により、今後期待される DSP によるソフトウェア復調装置の実現において同期検波プログラムの削減が可能となるという効果も生まれる。

【0042】また、本発明に係る復調装置は非同期の差動検波方式にも適用することが可能である。なぜなら、(1)～(5) 式を満足している限り、IF 受信信号の位相の縮退が生じないし、物理情報伝送周期を基準とした位相変化にしか情報を乗せていないためである。したがって、図 1 のサンプリング手段 5 からの出力を従来通りに検波手段 6 で検波することができる。

【0043】以上、デジタル信号によって位相変調された信号で通信を行う無線通信システムの基地局または端末局に適用される復調装置に本発明を適用した実施形態について説明したが、本発明は、デジタル信号によって周波数変調（例えば MSK 変調方式）された信号で通信を行う無線通信システムに適用される復調装置にも適用することができ、同様の効果を得ることが可能である。

【0044】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、デジタル信号によって周波数変調または位相変調された信号で通信を行う無線通信システム、特にシフト型位相変調方式で通信を行う無線通信システムの基地局または端末局の復調装置で同期検波方式を実現する場合に、物理情報伝送周期毎に生じるシフト型差動変調方式特有の位相シフトを吸収でき、符号判定基準を物理情報転送周期単位で変化させることなく一定の判定基準の下で検波・判定を行うことが可能となる。これにより、デジタル無線通信用復調装置の小型化、低消費電力化等を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の一実施形態であるデジタル無線通信用復調装置の全体構成を示す図である。

【図 2】図 1 の復調装置の構成をサンプリング手段の詳細な構成を含めて示した図である。

【図 3】図 1 の復調装置における計数手段の計数周期、物理情報伝送周期、並びに IF 受信信号周期の関係を示す図である。

【図 4】直交座標上の $\pi/4$ シフト差動 QPSK 変調方式の信号点配置を示す図である。

【図 5】図 1 の復調装置における直交座標上の符号判定点配置を示す図である。

【図 6】従来の差動変調方式を採用したデジタル無線通信用復調装置の全体構成を示す図である。

【図 7】図 6 における遅延検波器の構成を示す図であ

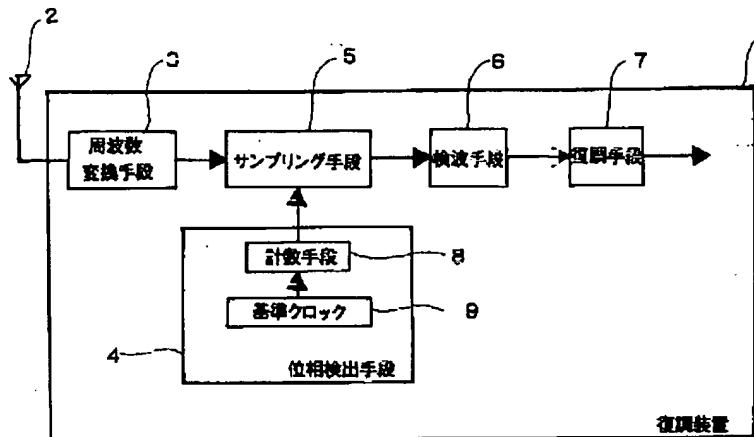
る。

【符号の説明】

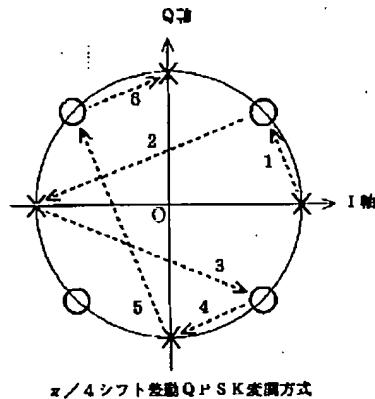
- 1……復調装置
- 2……受信アンテナ
- 3……周波数変換手段
- 4……位相検出手段
- 5……サンプリング手段

- 6……検波手段
- 7……復調手段
- 8……計数手段
- 9……基準クロック生成手段
- 10……振幅制限手段
- 21……保持手段
- 22……Dタイプフリップフロップ

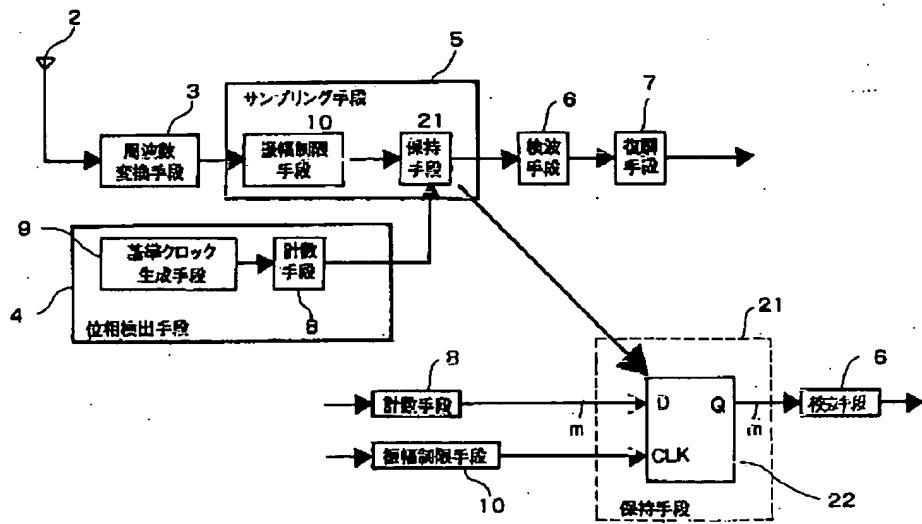
【図1】



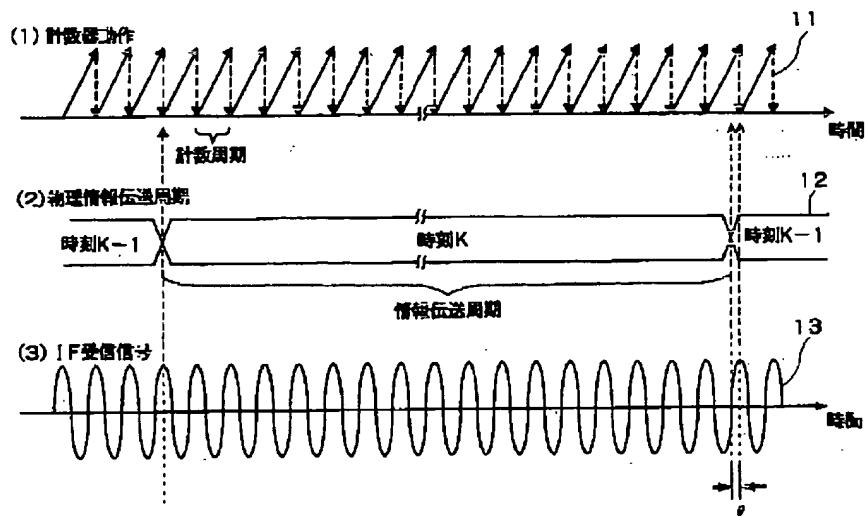
【図4】



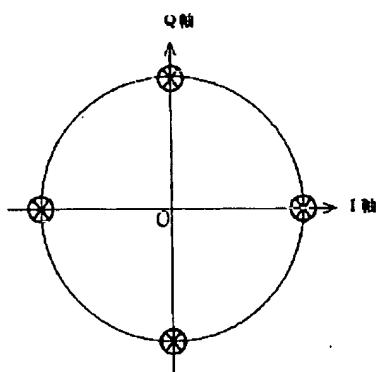
【図2】



【図3】

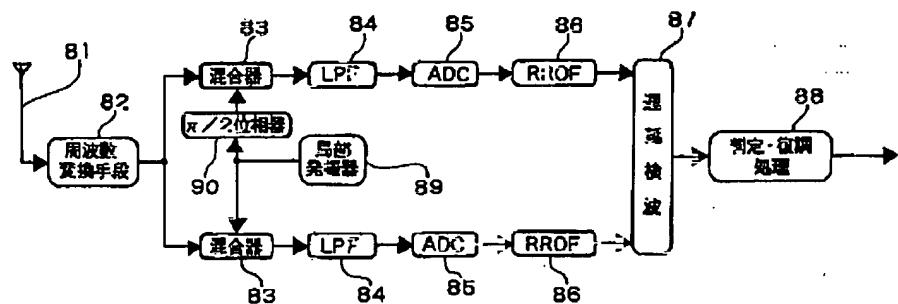


【図5】



本発明の検波・判定点配置

【図6】



【図7】

